DSPによる永久磁石形ACサーボモータ制御時の定常特性

篠原　勝次・豊平　隆之・入佐　俊幸

（受理　平成元年５月31日）

STEADY STATE CHARACTERISTICS OF PERMANENT-MAGNET AC SERVO MOTOR BASED ON DIGITAL SIGNAL PROCESSOR

Katsuji SHINOHARA, Takayuki TOYOHIRA, Toshiyuki IRISA

The development of microprocessors has made possible the high performance system of AC adjustable-speed drives.

In this paper, one of the control methods on a Digital Signal Processor is presented and steady state analysis is computed.

Consequently, the following results are obserbed:

(1) As compared with PI-control, the phase of real current is not different from that of a command current.

(2) The current ripple of the proposed method is smaller than that of PI-control.

1．まえがき

近年の素子の高性能化，制御技術の発達に伴い，AC可変速技術は急速な発展を続けている。このような背景のもとでAC可変速システムはより高精度高速応答化が進められている[1]。高性能AC可変速システムにとって，電流の低脈動，高速応答化は最も重要な問題である。電流制御系については，１）ヒステリシスコンパレータ方式（瞬時値制御方式)，２）PI制御方式（平均値制御方式)，３）マイクロプロセッサを用いたディジタル制御方式がある。また，ディジタル制御方式では，従来のアナログ制御手法をディジタル化しても，良好な特性が得られるとは限らない。ディジタル制御の特徴を生かした例として，ソフトウェア化非干渉電流制御[2]やパラメータ同定機能をもつ適応電流制御[3]などがある。

筆者らは先にPI制御方式による永久磁石同期電動機のベクトル制御システムを試作し，その実験結果とシミュレーション結果について比較を行った。今回，デジタルシグナルプロセッサ（以下ＤＳＰと略記）を用いて永久磁石同期電動機のベクトル制御システムを実現するにあたり，その制御方法についてシミュレーションを行った。本稿では，実験システムの動作の説明を行った後，制御に用いる平均値電圧指令ベクトルを導出し，スイッチングパターンと出力時間の選択方法について説明し，さらにシミュレーションの結果についての検討を行う。

2．実験システムの概要

図１に実験システムの構成を示す。このシステムはDSP（TMS320C25）により，速度制御，電流制御，ＰＷＭパターンの出力が処理さるので，極めて簡便な構成となっている。(1)式で示されるように速度指令ω_r^*とインクリメンタルエンコーダ（2500パルス／回転）によって検出される実速度ω_rとの偏差をPI増幅してトルク指令T^*とし，さらに(2)式により電流指令i_q^*を決定している。

$$T^* = K_\omega(\omega_r^* - \omega_r) + \frac{K_\omega}{T_\omega}\int(\omega_r^* - \omega_r)\,dt \tag{1}$$

$$i_q^* = \frac{T^*}{K_T} \tag{2}$$

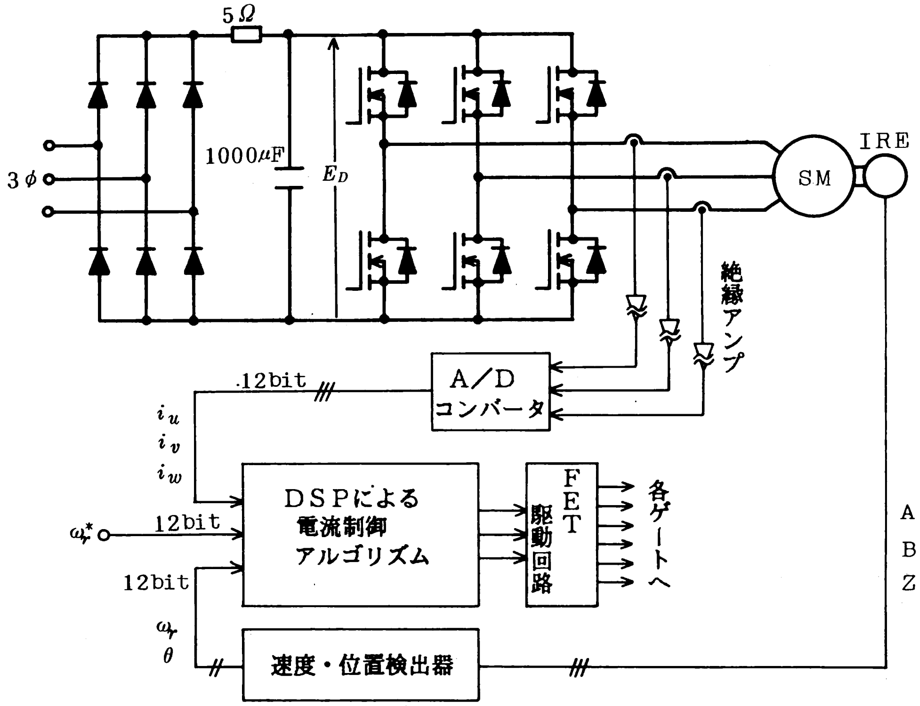


図1　実験システム

ただし，K_ω：比例ゲイン

T_ω：積分時定数

K_T：トルク定数

速度制御のアルゴリズムは，ソフトウェアで処理されるので，サンプル値系で表現される。

$$T^*(\mathrm{n}) = K_\omega\{\omega_r^*(\mathrm{n}) - \omega_r(\mathrm{n})\} + \frac{K_\omega}{T_\omega} I(\mathrm{n}) \tag{3}$$

$$I(\mathrm{n}) = I(\mathrm{n}-1) + T_S^*\{\omega_r^*(\mathrm{n}) - \omega_r(\mathrm{n})\} \tag{4}$$

$$i_q^*(\mathrm{n}) = \frac{T^*(\mathrm{n})}{K_T}$$

ただし，T_S：サンプリング周期

$i_q^*(\mathrm{n})$に，3相の実電流から得られるq軸電流$i_q(\mathrm{n})$が一致するように，3章で説明する電流制御アルゴリズムにより電圧形PWMインバータで電動機に電圧を印加している。このシステムに用いた供試機の定数を表1に示す。

3．電流制御のアルゴリズム

3．1　永久磁石形ACサーボモータの電圧方程式

図2に示す回転座標系（$d-q$軸座標系）はq軸がd軸よりも90°進んでいる座標系である[5]。d軸とu相

表1　供試機の定数

定格出力		771(W)
定格電圧		220(V)
相数	m	3
極数	P	6
電機子抵抗	R	0.613(Ω)
電機子d軸インダクタンス	L_d	3.06(mH)
電機子q軸インダクタンス	L_q	2.54(mH)
界磁磁束	Φ_f	0.101(Wb)

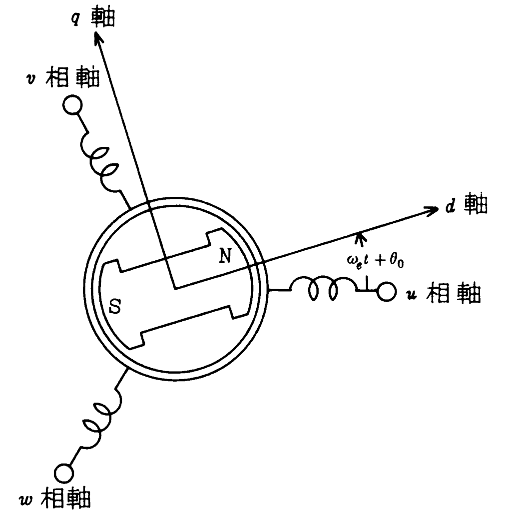


図2 u，v，w 相と $d-q$ 座標の関係

軸との角度を θ とすると，θ は同期速度 ω_e，初期位相 θ_0 を用いて次のように表せる。

$$\theta=\omega_e t+\theta_0 \tag{6}$$

$$\omega_e=\frac{P}{2}\omega_r \tag{7}$$

ただし，P：極対数

この回転座標系において，永久磁石形ACサーボモータの電圧方程式は次のように表せる[5)]。

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} R+pL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_q & R+pL_q \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}+\omega_e\begin{pmatrix} 0 \\ \phi_f \end{pmatrix} \tag{8}$$

(8)式の電圧方程式を次式のようにベクトルを用いて表現できる。

$$\boldsymbol{v}=(\boldsymbol{R}+p\boldsymbol{L})\,\boldsymbol{i}+\boldsymbol{e} \tag{9}$$

ただし，

$$\boldsymbol{v}=\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix},\ \boldsymbol{i}=\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix},\ \boldsymbol{R}=\begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix}$$

$$\boldsymbol{L}=\begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix},\ \boldsymbol{e}=\omega_e\begin{pmatrix} -L_q i_q \\ L_d i_d+\phi_f \end{pmatrix}$$

3．2 平均値電圧指令ベクトルの導出

電流制御アルゴリズムは，ＤＳＰによりソフトウェアで処理されている。そこで，(9)式の電圧方程式をサンプル値系で表現する。サンプル値の諸量の定義を図3に示す。電圧方程式の各値は，サンプリング区間n～n＋1での平均値 $\overline{\boldsymbol{v}}(\mathrm{n})$，$\overline{\boldsymbol{i}}(\mathrm{n})$，$\overline{\boldsymbol{e}}(\mathrm{n})$ を用いて表し，微分項については，次式で表す。

$$p\boldsymbol{L}\boldsymbol{i}=\frac{\boldsymbol{L}}{T_S}\{\boldsymbol{i}(\mathrm{n}+1)-\boldsymbol{i}(\mathrm{n})\} \tag{10}$$

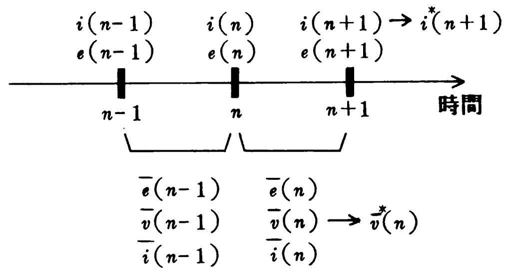


図3 サンプル値の定義

ここで，T_S はサンプリング周期である。サンプリング周期は，先に行ったPI制御方式の解析と比較するために同じスイッチング周波数になるように，132 μsec に定めた。

(9)式をサンプル値を用いて表すと，

$$\overline{\boldsymbol{v}}(\mathrm{n})=\boldsymbol{R}\overline{\boldsymbol{i}}(\mathrm{n})+\frac{\boldsymbol{L}}{T_S}\{\boldsymbol{i}(\mathrm{n}+1)-\boldsymbol{i}(\mathrm{n})\}+\overline{\boldsymbol{e}}(\mathrm{n}) \tag{11}$$

$$\overline{\boldsymbol{e}}(\mathrm{n})=\omega_e\begin{pmatrix} -L_q\bar{i}_q(\mathrm{n}) \\ L_d\bar{i}_d(\mathrm{n})+\phi_f \end{pmatrix} \tag{12}$$

となる。

ベクトル制御が成立しているとすると $i_d=0$ であるので，(12)式は次のように書き改められる。

$$\overline{\boldsymbol{e}}(\mathrm{n})=\omega_e\begin{pmatrix} -L_q\bar{i}_q(\mathrm{n}) \\ \phi_f \end{pmatrix} \tag{13}$$

ここで，実際の制御を行う場合について考えると，サンプル点n＋1において実電流 $i(n+1)$ が電流指令 $i^*(n+1)$ に一致するような電圧 $\overline{v}(n)$ を電動機に印加することにより制御できる。つまり(11)式において，$i(n+1) \to i^*(n+1)$，$\overline{v}(n) \to \overline{v}^*(n)$ と置き変えることにより，サンプリング区間 n～n＋1に電動機に印加すべき電圧指令 $\overline{v}^*(n)$ を表すことができる。

$$\overline{v}^*(n) = R\overline{i}(n) + \frac{L}{T_S}\{i^*(n+1) - i(n)\} + \overline{e}(n) \tag{14}$$

$$\overline{i}(n) = \{i(n+1) + i(n)\}/2 \tag{15}$$

$$\overline{e}(n) = \{e(n+1) + e(n)\}/2 \tag{16}$$

ところが，サンプリング区間 n～n＋1で印加すべき電圧指令の演算に，サンプル点n以降で得られる情報が入っている。このままでは，サンプル値制御固有のむだ時間遅れが生じてしまう。そこで，サンプル点n以前の情報で，$\overline{i}(n)$，$\overline{e}(n)$ を予測する。すなわち，(11)式で $n \to n-1$ と置いて，

$$\overline{v}(n-1) = R\overline{i}(n-1) + \frac{L}{T_S}\{i(n) - i(n-1)\} + \overline{e}(n-1) \tag{17}$$

として，$i(n)$ を求めると，

$$i(n) = i(n-1) + L^{-1}T_S\{\overline{v}(n-1) - R\overline{i}(n-1) - \overline{e}(n-1)\} \tag{18}$$

となる。

ここで，ベクトル制御が成立していて，定常状態であれば，実電流 $i(n-1)$，$i(n)$，$i(n+1)$ は，電流指令 i^* の近くで，微少に変動しながら，制御されているので，

$$\overline{i}(n) \fallingdotseq \overline{i}(n-1) \fallingdotseq i(n-1) \tag{19}$$

と近似できる。

また，同様に，

$$\overline{e}(n) + \overline{e}(n-1) = 2e(n) \tag{20}$$

として，(18)式を(14)式に代入すると，

$$\overline{v}^*(n) = R\{\overline{i}(n-1) + \overline{i}(n)\} + \frac{L}{T_S}\{i^*(n+1) - i(n-1)\} + \overline{e}(n-1) + \overline{e}(n) - \overline{v}(n-1) \tag{21}$$

となる。

(19)式，(20)式を用いて(21)式を整理すると，

$$\overline{v}^*(n) = 2Ri(n-1) + \frac{L}{T_S}\{i^*(n+1) - i(n-1)\} + 2e(n) - \overline{v}(n-1) \tag{22}$$

$$e(n) = \omega_e \begin{pmatrix} -L_q i_q(n-1) - T_S\{\overline{v}_q(n-1) - \omega_e\phi_f - Ri_q(n-1)\} \\ \phi_f \end{pmatrix} \tag{23}$$

となる。(22)，(23)式によれば，サンプリング区間 n～n＋1で印加すべき電圧がサンプル点n以前の情報で表されているので，むだ時間遅れの解消が図れる。(22)，(23)式にある $\overline{v}(n-1)$ については，インバータが理想的であれば，$\overline{v}(n-1) = \overline{v}^*(n-1)$ であるが，実際には，インバータの電圧飽和や短絡防止のためのデッドタイム等の影響で等しくはない。本稿では，デッドタイムの影響は無視する。次節で述べる電圧ベクトルの出力法により実際に電動機に印加される3相でのPWM電圧の平均値を3相→dq 変換して得られる $\overline{v}(n-1)$ を用いる。

3．3 電圧ベクトルの出力法

電圧形インバータによって出力できる電圧ベクトルは，図4に示すように V_0～V_7 の8通りしかない。そこで，(22)式で求めた $\overline{v}^*(n)$ を dq→3相変換して3相上での電圧指令 $\overline{v}_3^* = [v_u^*,\ v_v^*,\ v_w^*]^T$ が例えば図示のように決定される。$\overline{v}_3^*$ に隣接する電圧ベクト

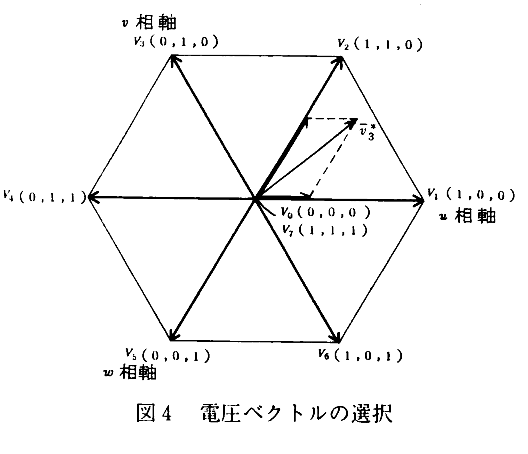


図4 電圧ベクトルの選択

ルと零ベクトル（V_0, V_7）を組み合わせて，サンプリング区間n〜n+1で平均的に$\overline{v}^*$(n)と同じ電圧ベクトルを出力できる。隣接する電圧ベクトルの選択方法は，$\overline{v}_3{}^*$の成分で絶対値の大きい方から2つを$V_{\mathrm{I}}{}^*$，$V_{\mathrm{II}}{}^*$とし，それに対応する電圧ベクトルをV_{I}，V_{II}とすることで選択される。図4では$V_{\mathrm{I}}{}^*=v_w{}^*$，$V_{\mathrm{II}}{}^*=v_u{}^*$で$V_{\mathrm{I}}=V_2$，$V_{\mathrm{II}}=V_1$である。次に，$V_{\mathrm{I}}$，$V_{\mathrm{II}}$と零ベクトルの出力時間をそれぞれ，$T_{\mathrm{I}}$，$T_{\mathrm{II}}$，$T_0$とすると，

$$T_{\mathrm{I}}=|2V_{\mathrm{I}}{}^*+V_{\mathrm{II}}{}^*|\cdot\frac{T_S}{E_D} \tag{24}$$

$$T_{\mathrm{II}}=|V_{\mathrm{I}}{}^*+2V_{\mathrm{II}}{}^*|\cdot\frac{T_S}{E_D} \tag{25}$$

1）$T_{\mathrm{I}}+T_{\mathrm{II}}<T_S$のとき

$$T_0=T_S-(T_{\mathrm{I}}+T_{\mathrm{II}}) \tag{26}$$

2）$T_{\mathrm{I}}+T_{\mathrm{II}}>T_S$かつ$T_{\mathrm{I}}<T_S$かつ$T_{\mathrm{II}}<T_S$のとき

$$T_{\mathrm{II}}=T_S-T_{\mathrm{I}} \tag{27}$$

$$T_0=0 \tag{28}$$

3）$T_{\mathrm{I}}>T_S$または$T_{\mathrm{II}}>T_S$のとき

$$T_{\mathrm{I}}=T_S \tag{29}$$

$$T_{\mathrm{II}}=T_{\mathrm{I}}=0 \tag{30}$$

と決定できる。

1）は正しく平均値を出力できる場合で$\overline{v}_3{}^*$は図4の六角形の内部にある。2），3）の場合はインバータが電圧飽和している状態で，平均値出力は実現できない。

V_{I}，V_{II}，零ベクトルの出力順序はスイッチング回数が最少になる順序とし，特に1）の場合は，零ベクトルを2つに分け，$T_0/2$ずつ，V_0とV_7を出力することにより，定常状態で，PI制御三角波比較方式と酷似したPWMパターンを出力できる。

4．シミュレーションの方法

図5に示す解析モデルは，3章で説明した電流制御アルゴリズムで制御されている。図5の解析モデルに対してシミュレーションを行う。

シミュレーションでの仮定としては，

1）位置に関する情報は遅れなく，正しく検出できる。

2）制御側の演算は，誤差なくできる。

3）インバータはデッドタイムなしで動作している。

以上の3点がある。

ACサーボモータモデルは，

$$pv_d=\omega_e v_q \tag{31}$$

$$pv_q=-\omega_e v_d \tag{32}$$

$$pi_d=(v_d-Ri_d+\omega_e L_q i_q)/L_d \tag{33}$$

$$pi_q=(v_q-\omega_e\phi_f-\omega_e L_d i_d-Ri_q)/L_q \tag{34}$$

の微分方程式を用いて，ルンゲクックジル法を用いて数値解を求めた。

5．シミュレーション結果

定常状態として，インバータ入力直流電圧E_D=180(V)，回転数n=1200(rpm)の条件で，サンプリング周期をT_S=132(μsec)として，$i_u{}^*$のピークが1(A)のときと，6.6(A)のときのシミュレーションを行った。前者の各部波形と図6(a)に，後者の各部波形を図7(a)に示す。また，比較のために，PI制御方式でE_D

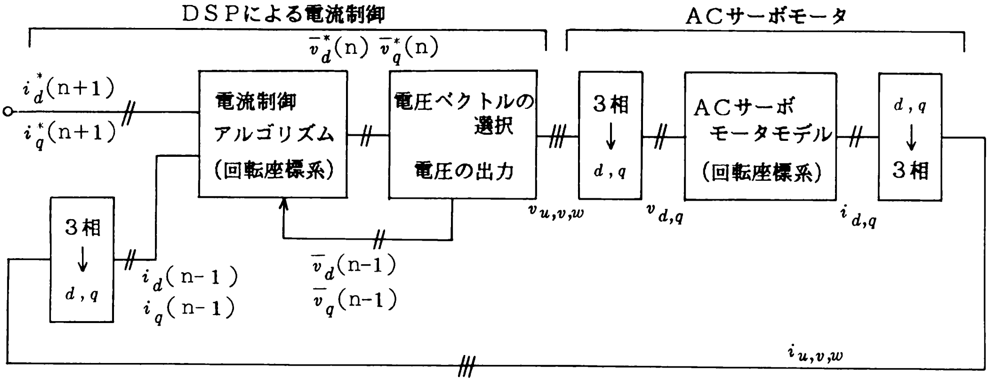
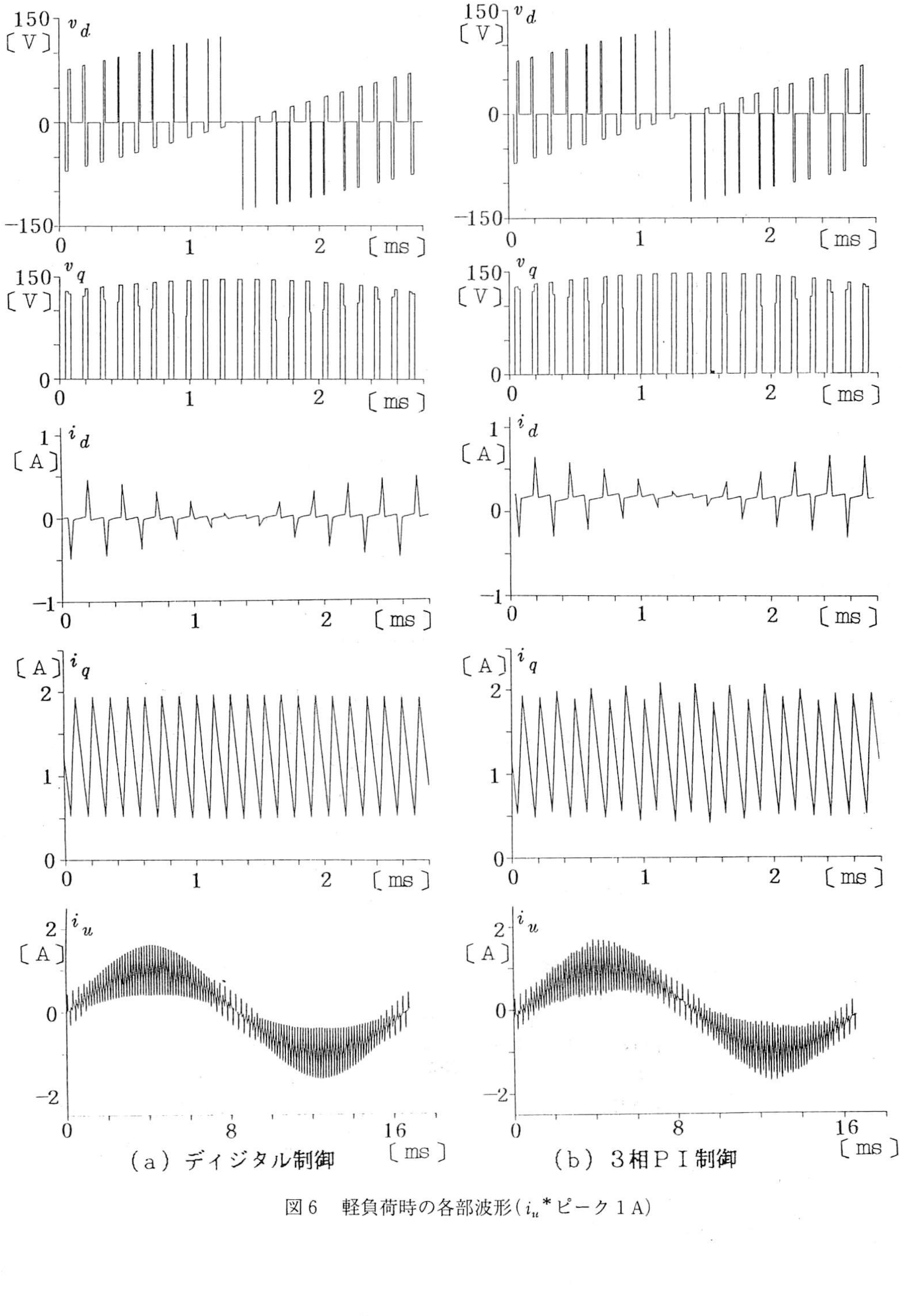


図5　ディジタル制御時の解析モデル



（a）ディジタル制御　　　（b）3相PI制御

図6　軽負荷時の各部波形（i_u*ピーク1A）

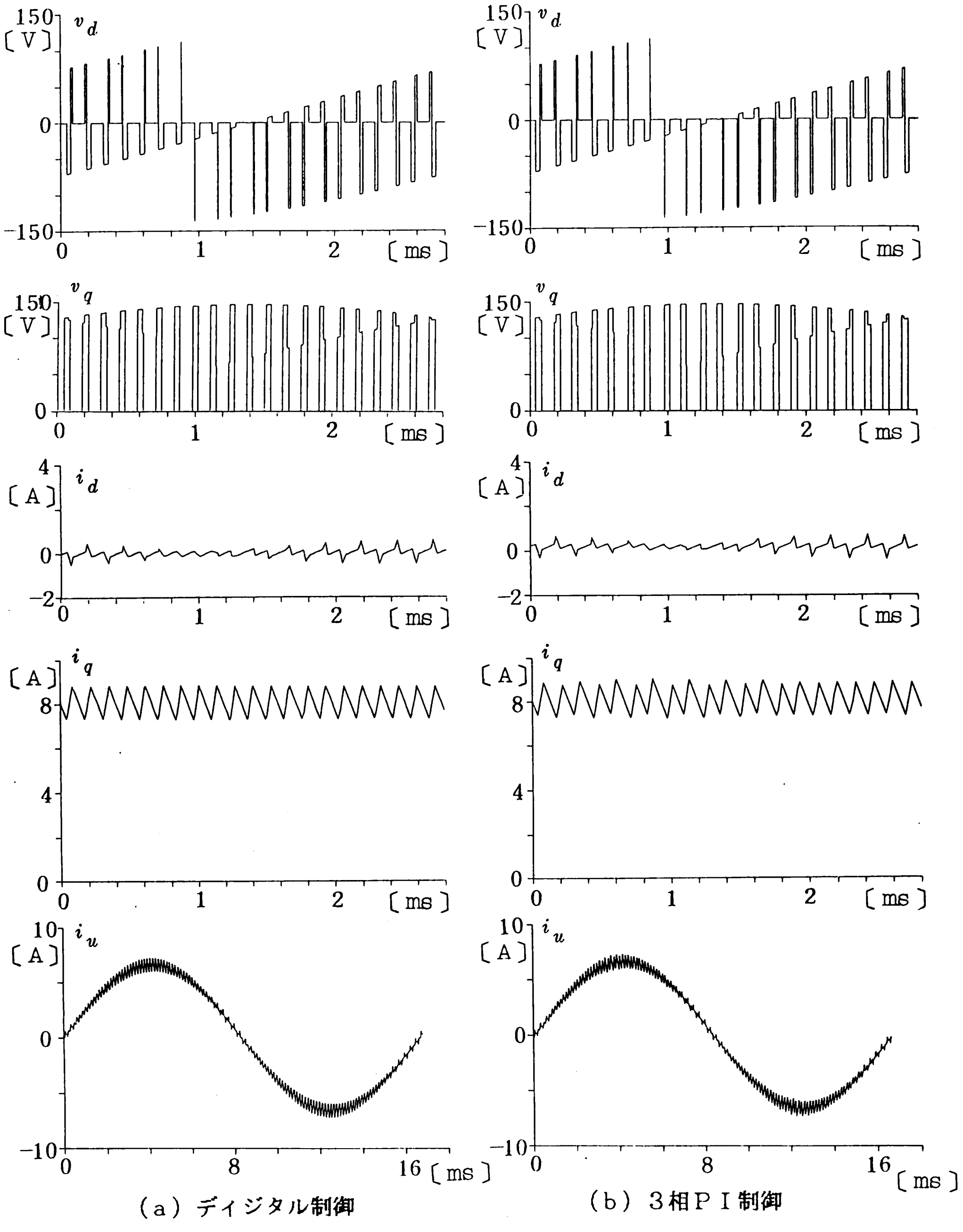


図7　負荷時の各部波形(i_u* ピーク6.6A)

＝180（V），n＝1200（rpm），三角波周波数3780（Hz）のときの，$i_u{}^*$のピーク1（A）の各部波形を図6（b）に，$i_u{}^*$のピーク6.6（A）の各部波形を図7（b）に示す。

図6，図7を見てわかるように，v_d，v_qの波形はPI制御，ディジタル制御ともよく似ている。またPI制御ではi_dに直流分が存在するために，i_uに位相遅れが生じているが，ディジタル制御では位相遅れなく制御されている。また，i_qの変化についても比較してみると，PI制御ではばらつきがあるが，ディジタル制御ではほぼ均一である。これにより，i_qの脈動幅が少し小さくなっている。図8は，$i_u{}^*$ピーク1（A）のときの電機角30°付近での，電圧ベクトルのモード変化を示したものであるが，PI制御では，V_0とV_7の出力時間に差が見られるが，ディジタル制御には見られない。i_qに関しては，V_0，V_7モードの時に電流が減少するので，V_0，V_7モードの出力時間に差があると脈動にばらつきが発生する。

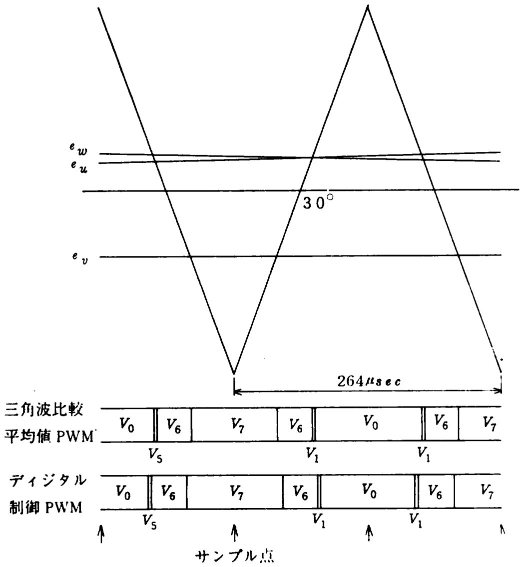


図8　三角波比較PWMとディジタル制御PWMの比較

6．結　論

DSPを用いたACサーボモータのベクトル制御システムを実現するにあたり，その制御方法を決定し，シミュレーションを行った。また，その結果を，先に解析した従来のPI制御方式と比較し，次の点で優れていることが判明した。

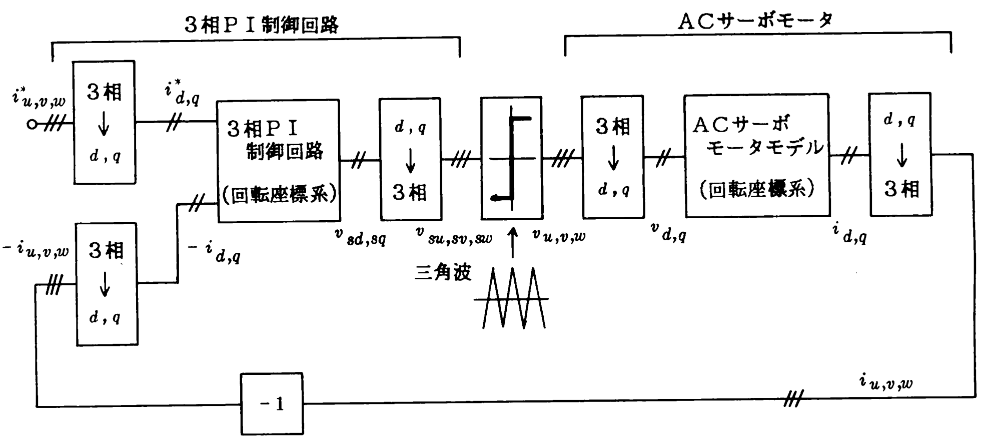
1）3相PI制御方式で生じていた位相遅れをディジタル制御方式では，解消できる。

2）3相PI制御方式では，電流の脈動についてはばらつきがあったが，ディジタル制御方式ではほぼ均一な脈動幅にできる。

参考文献

1) S.Ogasawara, M.Nishimura, H. Akagi, A. Nabae : A Hight Performance AC Servo System with Permanent Magnet Synchronous Motors", *IEEE Trans. Industr. Electronics Control Instrum.*, *IE-33*, 87, 1988

2) 松井・亀田・竹下：「DSPによるブラシレスモータのソフトウェア化非干渉電流制御」，電学論 D-107，215（昭62-2）



付図1　3相PI制御時の解析モデル

3) 大橋・執行・松井：「パラメータ固定機能をもつブラシレスＤＣモータの適応電流制御法」，電学論 D-108，1091（昭63-12）
4) 篠原・山本・豊平・入佐：「永久磁石同期電動機ベクトル制御時の電流ループについて」，電気学会半導体電力変換研資 SPC-89-4（平元－１）
5) Thomas M. Jahns, Gerald B. Kliman, Thomas W. Neumann : Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor for Adjustable-Speed Drives", *IEEE Trans Industr. Applic*, IA-22, 631 (1986)

付　　録

(1)　3 相 PI 制御方式の定常解析法

モータの式は本稿の(31)～(34)式用いる。３相 PI 制御回路の u 相についての式は，

$$v_{su}=K_i(i_u{}^*-i_u)+\frac{K_i}{T_i}\int(i_u{}^*-i_u)\,dt$$

であり，v 相，w 相も同じ形で表現できる。この３相の PI 制御の式を $d-q$ 座標系で表す。次に，初期値と v_{su}, v_{sv}, v_{sw} と三角波の交点を求めるために，ニュートン法を用いる。ニュートン法により得られた初期値と交点の時刻をもとに，ルンゲクッタジル法で，諸量の変化を演算する。この３相 PI 制御方式の解析モデルを付図１に示す。